

Active Cold Noise Source – Experimental Data #2 アクティブ・コールド・ノイズ・ソース – 実験データ #2 武安義幸 / JA6XKQ

物理的に冷却することなく低温ノイズ・ソースを実現するアクティブ・コールド・ノイズ・ソース (Active Cold Noise Source、以下、ACNS と略する) について、LNC (Low Noise Converter) が流用可能であることを実験で確認した。[1]

実測した ACNS の等価雑音温度を 65 K と算出したが、理論値から乖離した値であり、実験方法とデータ処理に課題を残した。課題である

- ポートのマッチング
- 温度に対する安定度/変化量の評価

を改善した実験を行い、LNC を流用した ACNS の等価雑音温度について理論値と良い一致を得ることができた。

Y ファクタ法と実験の課題

ACNS の等価雑音温度を測定する実験の本質は Y ファクタ法であり、先の実験 [1] で明らかになった課題について背景と改善の方針を明らかにする。

Y ファクタ法では、ホットとコールドのノイズソースを接続した各時点で、測定対象の LNC のゲインが同じであると仮定している。Y ファクタについてゲインを含んで導出すると、

$$Y = \frac{(T_h + T_{\text{LNC}})G_h}{(T_c + T_{\text{LNC}})G_c} \quad \dots (1)$$

である。ここで、ホット・ノイズソースの等価雑音温度を T_h 、コールド・ノイズソースの等価雑音温度を T_c 、LNC の等価雑音温度を T_{LNC} とする。各時点でゲイン G_h と G_c が同じと仮定して、分子と分母をゲインで約分した計算式で通常は処理を行なっている。

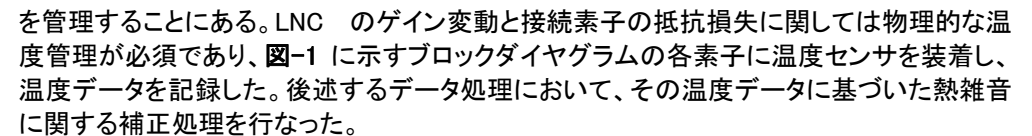
現実の測定においては、 G_h と G_c は温度変化の影響を受けるため、ゲインが各時点で同一と見なすには注意を要する。あるいは、ゲイン変化が無視できるように、ホットとコールド・ノイズソースを短時間でスイッチングする手法が一般的に用いられている。

また、測定系総合のゲインという観点では、ノイズソースと LNC のポート間には如何なる損失も無いものと、式 (1) では仮定している。現実の測定では、接続素子の抵抗損失 (オーミ

ック・ロス Ohmic Loss) とポート間の不整合に起因する損失が存在する。抵抗損失はノイズソースの雑音電力を減衰させると共に、抵抗損失自身が物理温度に比例した雑音電力を発生するので、両者を合算した雑音電力が LNC に到達することを考慮しなくてはならない。更には、ポート間の不整合損失はノイズソースからの雑音電力を減衰させる。

要約すると、Y ファクタ法と実験の課題は、

- LNC のゲイン変動
- 接続素子の抵抗損失
- ポート間の不整合損失

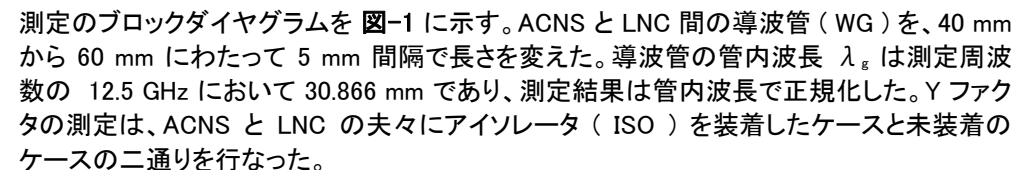
を管理することにある。LNC のゲイン変動と接続素子の抵抗損失に関しては物理的な温度管理が必須であり、-1 に示すブロックダイアグラムの各素子に温度センサを装着し、温度データを記録した。後述するデータ処理において、その温度データに基づいた熱雑音に関する補正処理を行なった。

LNC のゲイン変動については、ホットとコールドのノイズソースを導波管切替器 (WG-SW) を用いて短時間内 (30 秒毎) でスイッチングすることにより、ゲイン変動が無視できるようにした。

ポート間の不整合損失については、不整合損失を低減させるためにアイソレータ (ISO) を挿入するとともに、データ処理において不整合損失に関する補正処理を行なった。

ポート間不整合損失の確認

先の実験 [1] の結果から、ポート間の不整合損失が Y ファクタの測定値に影響を与えているとの推定を得た。その推定の傍証となる実験をまず行なった。ポート間の不整合を反射の問題と捉え、反射点の位相変化が通過振幅特性、すなわち損失に影響を与えることに考えが至る。そこで、ACNS と LNC 間接続の電気長を変えて Y ファクタを測定した。

測定ブロックダイアグラムを -1 に示す。ACNS と LNC 間の導波管 (WG) を、40 mm から 60 mm にわたって 5 mm 間隔で長さを変えた。導波管の管内波長 λ_g は測定周波数の 12.5 GHz において 30.866 mm であり、測定結果は管内波長で正規化した。Y ファクタの測定は、ACNS と LNC の夫々にアイソレータ (ISO) を装着したケースと未装着のケースの二通りを行なった。

ノイズソースと LNC 間の電気長変化(相対値)に対する Y ファクタの測定結果を 図-2 に示す。横軸は相対的な電気長変化で、導波管の管内波長 (λ_g) で正規化している。縦軸はデシベル (dB) で測定した Y ファクタを真数で示している。

図-2 の結果から、測定された見かけの Y ファクタが周期的に約 $0.5 \lambda_g$ で増減していることが判る。また、その増減量は、アイソレータの有無で大きく異なる。導波管の長さに応じて抵抗損失が単調増加することだけを勘案すれば、見かけの Y ファクタは増減することなく単調な変化となるはずである。周期的な変化から不整合損失の影響が読取れる。なお、アイソレータ有りの場合、アイソレータの抵抗損失(挿入損失)のため、見かけの Y ファクタは低い値となっている。

Y ファクタ法測定での不整合の影響を評価する手法として、ノイズソースと測定対象物間の電気長を変えて Y ファクタの増減を確認することは、文献 [2] [3] で論じられている。

不整合損失と抵抗損失の補正

前述の実験でポート間不整合損失の影響を確認することができた。アイソレータを挿入することでポート間不整合損失の影響を低減できるが、皆無ではないので、測定した見かけの Y ファクタについて補正処理を必要とする。また、アイソレータには抵抗損失(挿入損失)

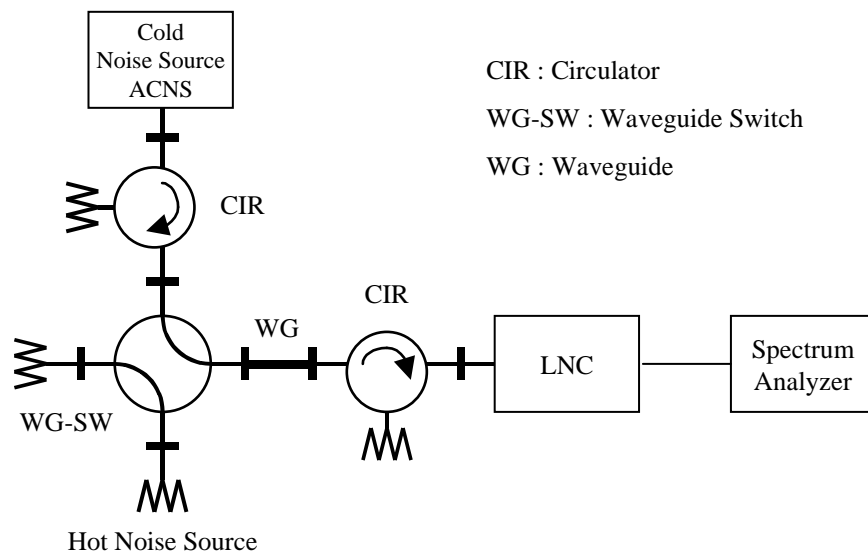


図-1 : 測定のブロックダイアグラム

があるので、不整合損失を補正するとともに抵抗損失の補正も同時に必要とする。これらの補正を、文献 [4] [5] を参照して行なう。

不整合損失の補正を導出するために、図-3 に示すシステムについて解析する。Y ファクタ法測定においては、図-3 の信号源 (Generator) がノイズソースに、負荷 (Load) が測定対象物である受信系アンプ (LNA や LNC) に相当する。

図-3 において、Generator が発生し得る電力を P_a (power available) とする。Load から Generator を見た反射係数を Γ_G 、Generator から Load を見た反射係数を Γ_L とする。ポート間の不整合のために P_a の全ては Load に到達しない。不整合損失を受けて Load に供給される電力を P_d (power delivered) とすると、 P_d と P_a の比である不整合損失 M_{GL} は次式で示される。

$$M_{GL} = \frac{P_d}{P_a} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2} \quad \dots (2)$$

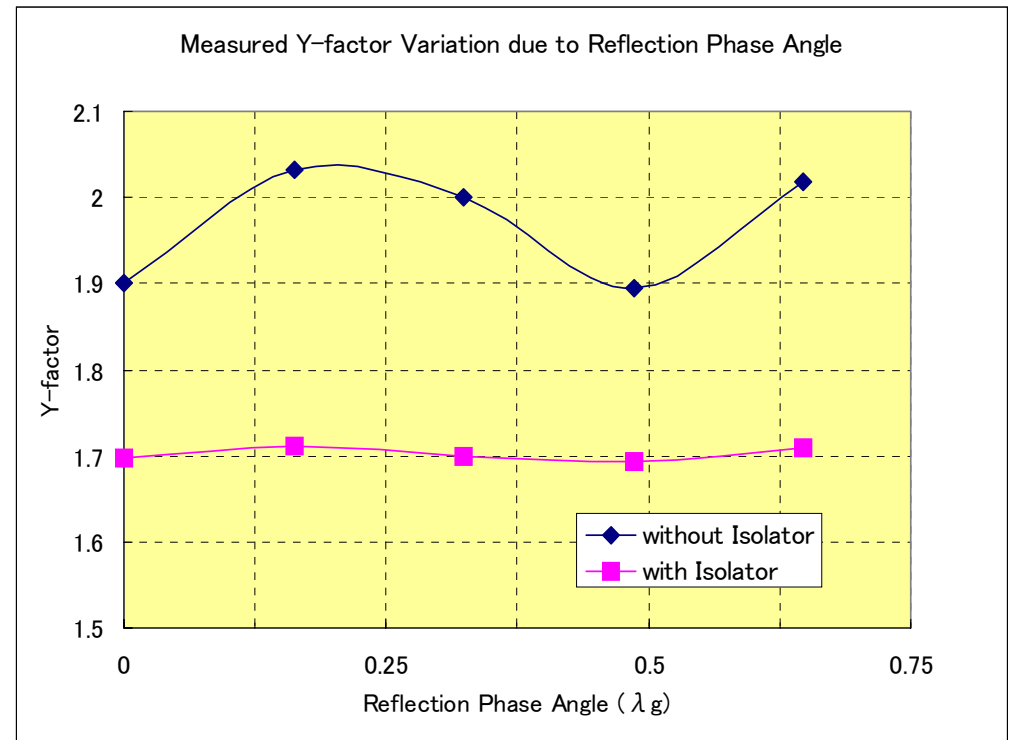


図-2 : Y ファクタに対するポート間不整合損失の影響

ここで、反射係数 Γ_G と Γ_L は振幅と位相で表現される複素数であり、記号 $||$ は複素数の絶対値を表す。式 (5) において分母は、

$$|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2 = 1 - 2|\Gamma_G \Gamma_L| \cos \theta + |\Gamma_G \Gamma_L|^2 \quad \dots (2)$$

となる。ここで、 θ は、

$$\theta = \psi_G + \psi_L \quad \dots (3)$$

であり、各反射係数の位相の和である。

実際の測定において反射係数を複素数で、すなわちベクトル・ネットワーク・アナライザで測定することはアマチュアには稀なケースなので、VSWR やリターンロスと等価である反射係数の振幅だけで式 (5) を評価する。式 (6) は、

$$\theta = 0, 2\pi, 4\pi, \dots, 2m\pi \quad \dots (4)$$

で最小値となり、

$$\theta = \pi, 3\pi, 5\pi, \dots, (2n - 1)\pi \quad \dots (5)$$

で最大値となる。式 (2) を最大/最小の評価に置換すれば反射係数の位相情報が不要となり、振幅情報のみで評価可能である。式 (2) の最小値と最大値は夫々、

$$|1 - \Gamma_G \Gamma_L|_{\min}^2 = (1 - |\Gamma_G \Gamma_L|)^2 \quad \dots (6)$$

$$|1 - \Gamma_G \Gamma_L|_{\max}^2 = (1 + |\Gamma_G \Gamma_L|)^2 \quad \dots (7)$$

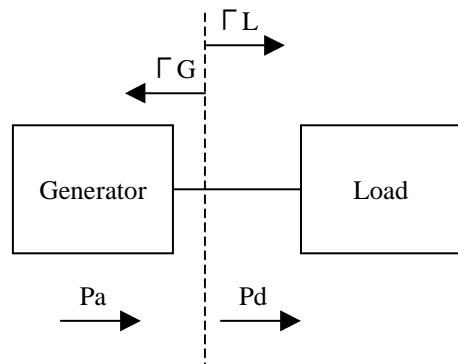


図-3 : ポート間不整合損失の基本的な説明図

となる。したがって、式 (5) の不整合損失 M_{GL} の最大値と最小値は夫々、

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_G \Gamma_L|)^2} \quad \dots (8)$$

$$(M_{GL})_{\min} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 + |\Gamma_G \Gamma_L|)^2} \quad \dots (9)$$

で示される。

図-2 に見られる Y ファクタの周期的な変化は、上述のように反射係数の位相変化によるものと解釈できる。

次に、抵抗損失を 図-4 に示すシステムについて解析する。図-4 において、ノイズソース (Noise Source) の等価雑音温度を T_s 、素子 (Network) の抵抗損失を L (真数 $L \leq 1$)、その物理的な温度を T_p とする。ノイズソース、抵抗損失を有する素子、そしてパワーメータ (Power Meter) の各ポート間には不整合損失は無いものと仮定する。

ノイズソースの雑音電力は抵抗損失 L を受けるので、パワーメータへ到達する電力は、

$$T_s \cdot L \quad \dots (10)$$

また、素子の抵抗損失が発生する等価雑音温度は、

$$T_p (1 - L) \quad \dots (11)$$

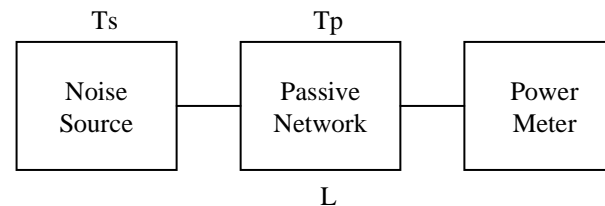


図-4 : 抵抗損失の基本的な説明図

したがって、パワーメータへ入力される雑音電力の等価雑音温度は、式 (14) と式 (15) の合計であり、

$$T_s \cdot L + T_p(1 - L) \quad \dots (12)$$

実際のシステムでは不整合損失と抵抗損失が同時に存在するので、上述の二つの補正を組合わせて行なう。その数値例を、次に示す。

不整合損失と抵抗損失の補正

不整合損失と抵抗損失の補正を組合わせて適用する数値例を示す。実験においては 図-1 に示すように、アイソレータが ACNS と LNC の双方に装着されており、また、その中間には導波管切替器が挿入されている。したがって、不整合損失と抵抗損失が多段接続された形態なので、次に示す補正を順次カスケードに適用する。

図-5 に示すシステムについて数値例を計算するにあたり、各パラメータとして次の数値を仮定する。

- ノイズソースの等価雑音温度 : 110 K
- ノイズソース出力のリターンロス : 9 dB ($\Gamma = 0.355$)
- アイソレータの抵抗損失 : 0.1 dB ($L = 0.977$)

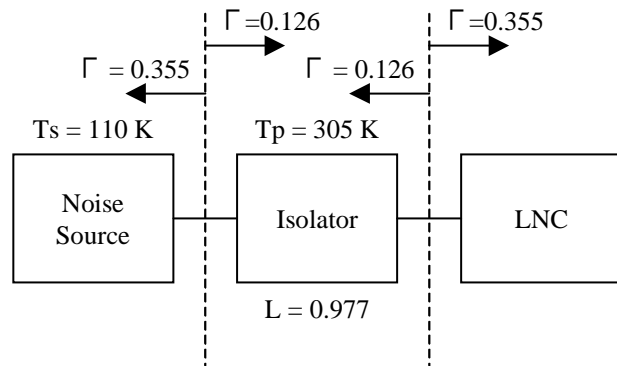


図-5 : 補正の数値例

- アイソレータの物理的な温度 : 305 K
- アイソレータ入力のリターンロス : 18 dB ($\Gamma = 0.126$)
- アイソレータ出力のリターンロス : 18 dB ($\Gamma = 0.126$)
- LNC 入力のリターンロス : 9 dB ($\Gamma = 0.355$)

まず、ノイズソース出力とアイソレータ入力のポート間に生じる不整合損失 M_{GL} を、式 (8) と式 (9) を用いて算出する。

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1 - 0.355^2)(1 - 0.126^2)}{(1 - 0.355 \times 0.126)^2} = 0.9 \quad \dots (13)$$

$$(M_{GL})_{\min} = \frac{(1 - 0.355^2)(1 - 0.126^2)}{(1 + 0.355 \times 0.126)^2} = 0.788 \quad \dots (14)$$

したがって、ノイズソースからアイソレータへ入力される雑音電力の等価雑音温度の最大値と最小値は、

$$T_s(M_{GL})_{\max} = 110 \times 0.9 = 99 \quad \dots (15)$$

$$T_s(M_{GL})_{\min} = 110 \times 0.788 = 87 \quad \dots (16)$$

となる。次に、これらの入力雑音電力はアイソレータの抵抗損失分だけ低下するので、アイソレータの出力ポートへ到達するノイズソース雑音電力の等価雑音温度は、

$$T_s(M_{GL})_{\max} L = 99 \times 0.977 = 97 \quad \dots (17)$$

$$T_s(M_{GL})_{\min} L = 87 \times 0.977 = 85 \quad \dots (18)$$

また、アイソレータの抵抗損失は、物理的な温度に応じた雑音電力を発生し、その等価雑音温度は式 (11) を用いて算出する。

$$305 \times (1 - 0.977) = 7 \quad \dots (19)$$

故に、アイソレータの出力ポートへ到達する雑音電力は式 (17) または式 (18) と式 (19) の合計となる。

$$97 + 7 = 104 \quad \dots (20)$$

$$85 + 7 = 92 \quad \dots (21)$$

最後に、アイソレータ出力と LNC 入力のポート間に生じる不整合損失 M_{GL} を、式 (8) と式 (9) を用いて算出する。

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1 - 0.126^2)(1 - 0.355^2)}{(1 - 0.126 \times 0.355)^2} = 0.9 \quad \dots (22)$$

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1 - 0.126^2)(1 - 0.355^2)}{(1 + 0.126 \times 0.355)^2} = 0.788 \quad \dots (23)$$

これらの結果、LNC へ入力される雑音電力の最大値は式 (20) と式 (22) の組み合わせから、最小値は式 (21) と式 (23) の組み合わせから求められる。

$$104 \times 0.9 = 94 (K) \quad \dots (24)$$

$$92 \times 0.788 = 72 (K) \quad \dots (25)$$

上述の数値例から、ノイズソースと LNC 間に不整合損失と抵抗損失が存在する場合、不

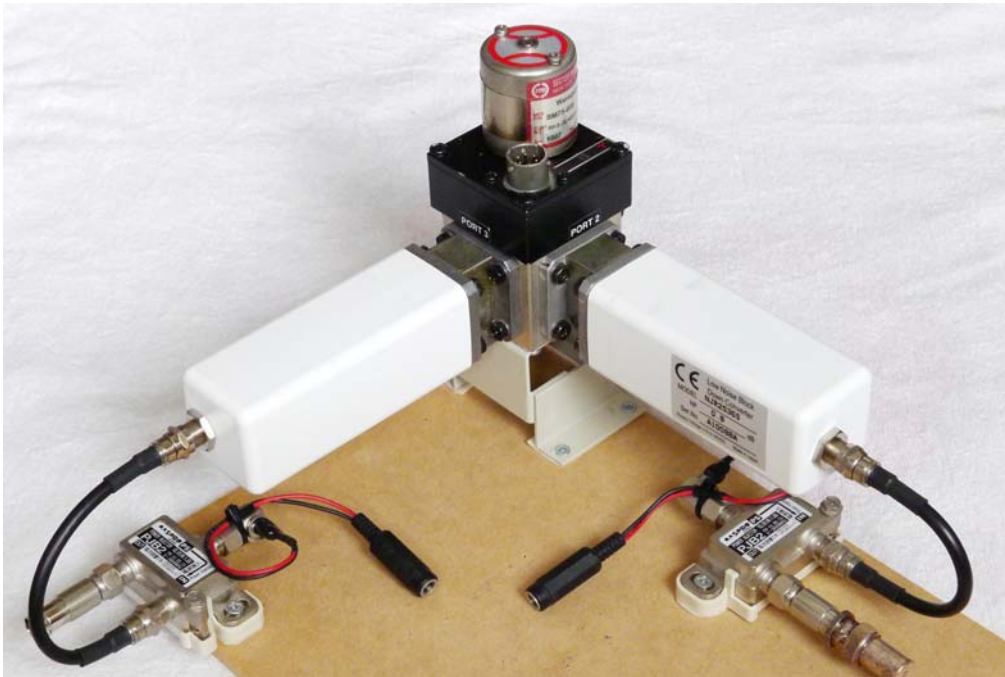


図-6 : 実験セットアップの全景

整合の反射係数の位相に依存して最大/最小の測定偏差が生じることが判る。

数値例においては、ノイズソースの等価雑音温度を既知として、LNC へ到達する雑音電力を求めた。一方、本実験では LNC の等価雑音温度を既知として、ACNS の等価雑音温度を求めることが目的なので、上述の数値例の展開を逆方向に辿ることになる。

測定データと結果

図-1 に示す実験のブロック・ダイアグラムでの測定データと、上述の補正を適用して求めた ACNS の等価雑音温度を以下にまとめる。

図-6 に実験セットアップの全景を示す。図-1 に示すブロック図にある長さを変えた導波管 (WG) は、本測定では削除している。測定は 4 台の LNC を用いて、そのうちを 1 台を ACNS に見立て、残り 3 台を LNC として 12 通りの組み合わせで行なった。LNC のシリアル番号毎の特性を表-1 に示す。NF は LNC に表示されているメーカー検査値であり、入力ポートのリターンロスの本実験での実測値である。

表-1 : LNC の特性一覧

LNC S/N	NF (dB)	Te (K)	S11 (dB)
A10085A	0.9	67	-10.2
A10088A	0.8	59	-11.4
A10089A	0.8	59	-11.0
A10091A	0.8	59	-10.9

ACNS と LNC には、図-7 に示すアイソレータを夫々装着した。上記の 12 通りの組み合わせでは、ACNS と LNC に装着するアイソレータは全て同じ物を使用した。アイソレータの実測特性を表-2 に示す。

表-2 : アイソレータの特性一覧

Isolator	S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
ACNS	-18.8	-0.11	-19.2
LNC	-17.1	-0.16	-24.3

表-3 に示す導波管切替器の抵抗損失とポートのリターンロスは、カタログ値を使用した。
 図-8 に導波管切替器の外観を示す。

表-3 : 導波管切替器の特性一覧

	S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
WG SW	-28.3	-0.05	-28.3

高温側ノイズソースとなる導波管ダミーロードの外観を 図-9 に示す。ダミーロードのリターンロスは 30 dB ($\Gamma = 0.032$)である。

ACNS、LNC、アイソレータおよび導波管ダミーロードには温度センサを装着して、それらの物理温度をモニターした。

図-10 は測定した Y ファクタの一例である。導波管切替器を 30 秒毎にスイッチングして、高温側ノイズソースと ACNS からの雑音電力を記録したものである。図-10 の一部を拡大した 図-11 に示す両ノイズソースからの雑音電力 (ACNS が約 -115.5 dBm/Hz、高温側が約 -112 dBm/Hz) の差が Y ファクタとなる。雑音電力の読取りはスペクトラム・アナライザのノイズマーカー機能を用いて、dBm/Hz での値となっている。また、スイッチングの 30 秒間において 100 回の平均化処理を行なっている。

図-10 は、ACNS と LNC の通電開始直後から記録したものであり、図-12 に示す各素子の温度変化とともに各ノイズソースの雑音電力の絶対値と相対値である Y ファクタが変化する様子が見て取れる。短期間での温度変化に対する測定系 LNC のゲイン変動が無視できるように 30 秒毎のスイッチングを行なっているが、長時間にわたっての ACNS の等価

雑音温度の安定度の観点からは、ACNS の物理的な温度が安定した領域の値を以ってデータ算出を行なうべきと判断される。

図-13 は測定期間内 (約 4 時間) における ACNS の物理温度のヒストグラムである。サンプル数が多い、すなわち温度が安定した領域と判断される 2 K 以内のデータを使って以後のデータ処理を行なうこととした。

図-10 に示す 30 秒毎の Y ファクタを基に、LNC の等価雑音温度を既知とし、前述の不整合損失と抵抗損失を補正して求めた ACNS の等価雑音温度のヒストグラムを 図-14 に示す。分布をガウス分布でフィッティングして求めた平均値を、その ACNS の等価雑音温度とした。同様の処理を 12 通りの ACNS と LNC の組み合わせで行なった結果を 表-4 にまとめる。

表-4 : 測定結果 (K min / K max)

ACNS	LNC			
	A10085A	A10088A	A10089A	A10091A
A10085A	-	100 / 116	98 / 113	99 / 114
A10088A	86 / 98	-	89 / 101	90 / 102
A10089A	90 / 103	94 / 108	-	93 / 107
A10091A	85 / 102	92 / 106	93 / 106	-

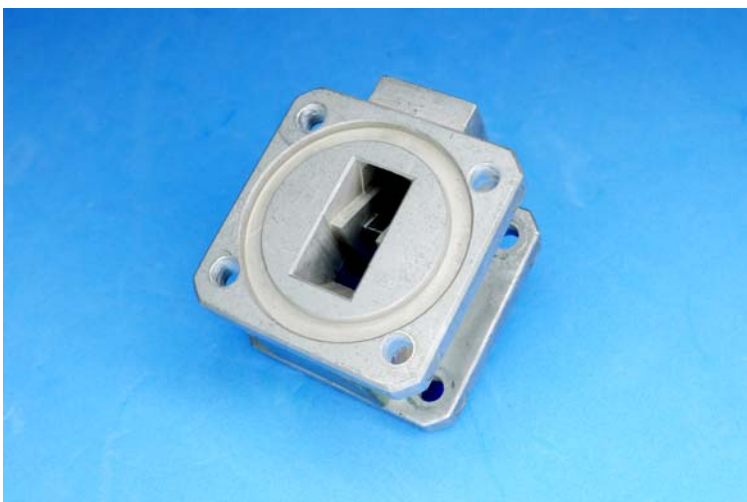


図-7 :
アイソレータの外観



図-8 :
導波管切替器の外観

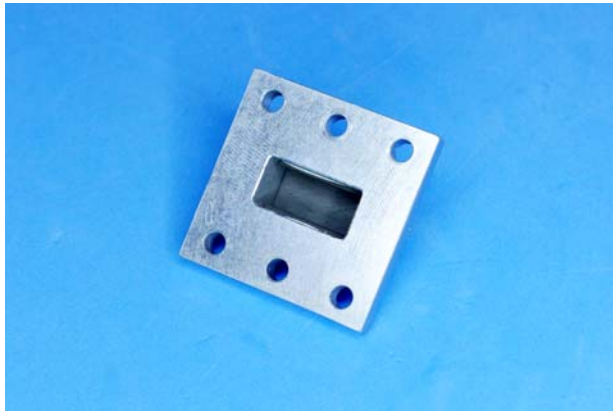


図-9 :
高音側ノイズソースと
なる導波管
ダミーロード

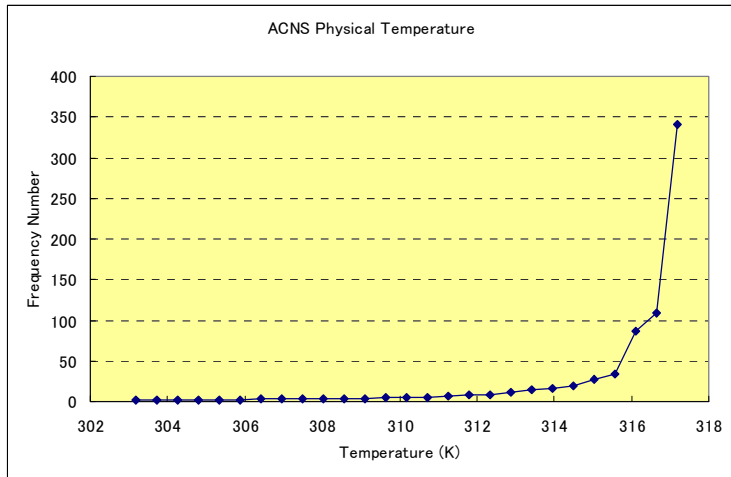


図-13 :
ACNS の物理温度の
ヒストグラム

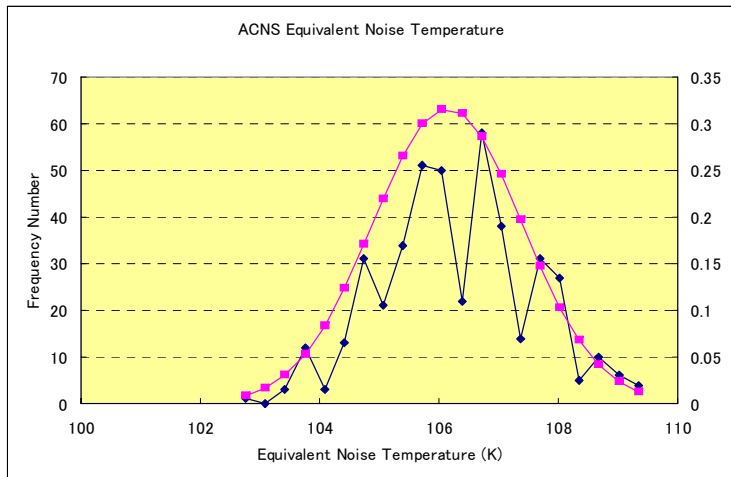


図-14 :
ACNS の等価雑音温
度のヒストグラム
(Max 値の一例)

まとめ

LNC を ACNS と見立てると、その等価雑音温度は幾らか？という本実験の目的の観点で表-4 を更に要約して平均すると表-5 となる。LNC としての NF が 0.9 dB のものは、ACNS として 99 K min / 114 K max なるコールド・ノイズソースとして動作している。NF が 0.8 dB のものは、概略 90 K min/104 K max なるコールド・ノイズソースとして動作している。

不整合損失に対する補正を行なわなかった先の実験 [1] では、ACNS が約 65 K の等価雑音温度という、理論値と乖離した結果を得た。しかし、不整合損失に対する補正を行なった本実験では、理論値として算出した 104 K と良い一致を示している。[1]

しかし、不整合損失に対する補正を行なっても、反射係数の位相を考慮しない最大値/最小値での評価では、測定系の各ポートのリターンロスが 18 dB 程度では 15 K 程度の不確定要素を残す結果となった。これは、ACNS としての単体性能を論ずるのではなく、NF 測定全体での不確定要素が何で、それを如何に小さくするかが論点であろう。文献 [3] での一連の実験と考察が参考になる。

本実験では、Y ファクタ法と実験の課題である

- LNC のゲイン変動
- 接続素子の抵抗損失
- ポート間の不整合損失

を管理することで、非冷却でコールド・ノイズソースは実現できるか？ その等価雑音温度は如何に？ という所期の目的を達成することができた。

☆ //

表-5 : ACNS の等価雑音温度 (min / max)

ACNS	Equivalent Noise Temperature (K)
A10085A	99 / 114
A10088A	88 / 100
A10089A	92 / 106
A10091A	90 / 105

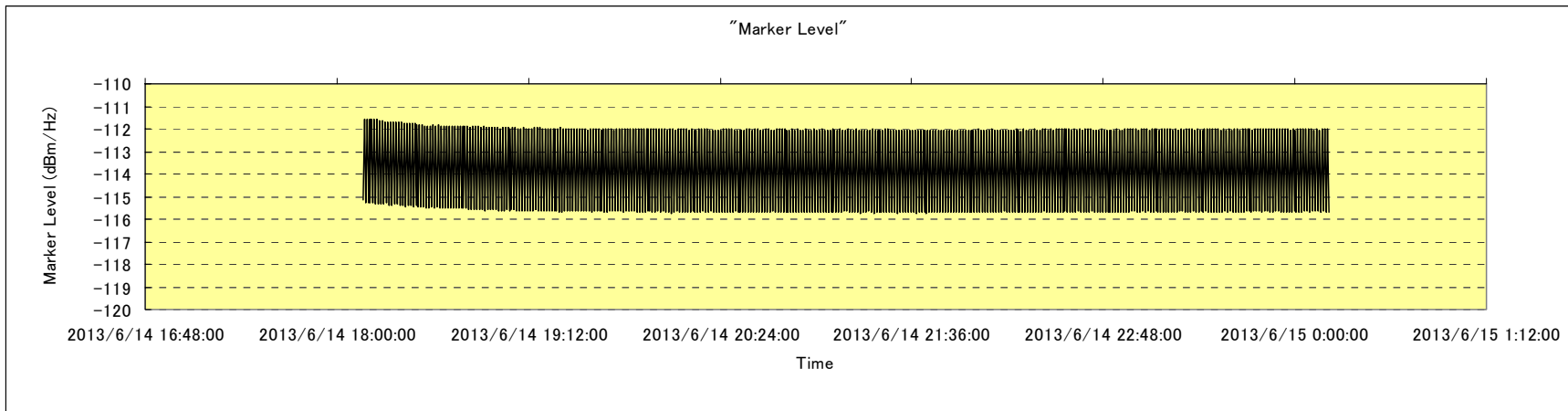


図-10 :
測定した Y ファクタの一例

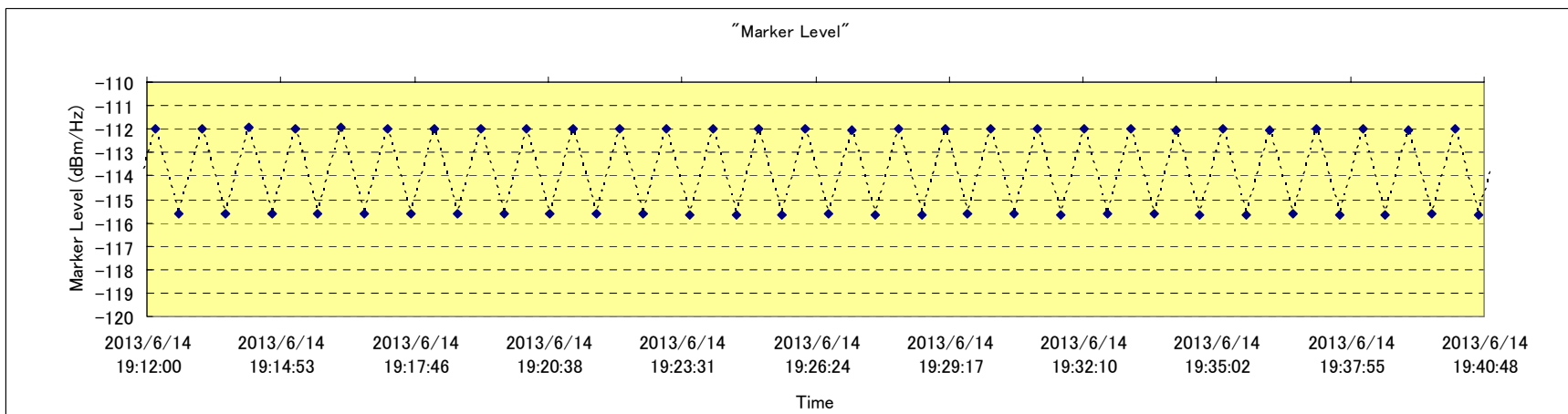


図-11 :
図-10 の拡大

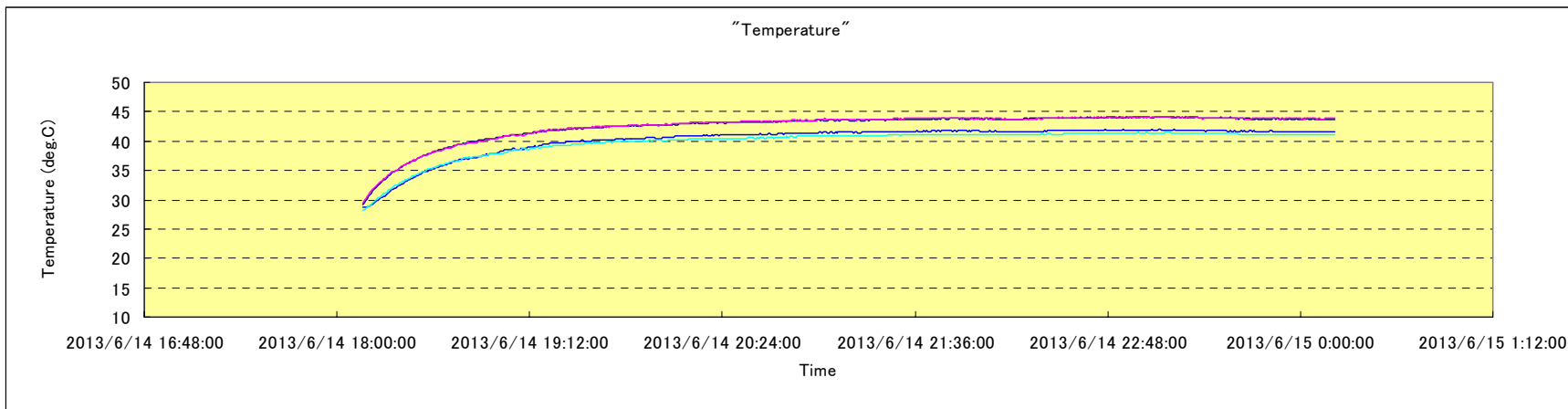


図-12 :
各素子の温度変化

参考文献

[1] Active Cold Noise Source – Experimental Data

アクティブ・コールド・ノイズ・ソース – 実験データ

武安義幸 / JA6XKQ

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/AcnsMeasure_2.pdf

[2] Low Noise GaAs-FET Preamps for EME: Construction and Measurement Problems

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

Revised Reprint from conference proceedings of 3rd International 432 and Up EME Conference, Thorn, Netherlands, September 1988

DUBUS 1988

<http://www.qsl.net/ok1cdj/dubus/8804-2.pdf>

[3] COMPARING DIFFERENT KINDS OF NF MEASUREMENTS

Leif Asbrink, SM5BSZ

May 30, 2013

<http://www.sm5bsz.com/lir/nf/eme2012.htm#FINAL>

[4] NOISE TEMPERATURE THEORY AND APPLICATIONS FOR DEEP SPACE COMMUNICATIONS ANTENNA SYSTEMS

Tom Y. Otoshi

ARTECH HOUSE

[5] Antenna System Noise-Temperature Calibration Mismatch Errors Revisited

T. Y. Otoshi

IPN Progress Report 42-148, February 15, 2002

http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-148/148B.pdf